



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **06232838 A**(43) Date of publication of application: **19 . 08 . 94**

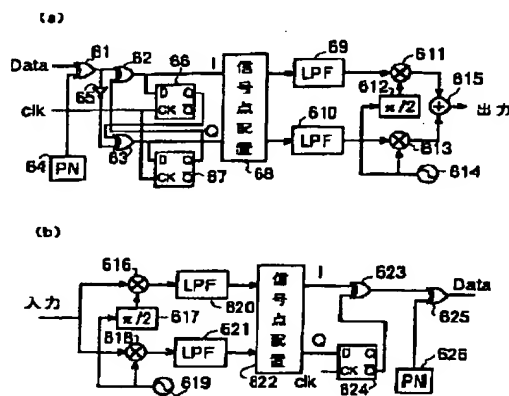
(51) Int. Cl

H04J 13/00(21) Application number: **05018423**(71) Applicant: **HITACHI LTD**(22) Date of filing: **05 . 02 . 93**(72) Inventor: **ONISHI MAKOTO**(54) **SPREAD SPECTRUM TRANSMITTER/RECEIVER** COPYRIGHT: (C)1994,JPO&Japio

(57) Abstract:

PURPOSE: To reduce the power consumption of a mobile radio equipment and to make it compact and light in weight by preventing the amplitude of a modulated signal from passing the point of '0', in a modulating system for the spread spectrum transmitter receiver.

CONSTITUTION: The outputs of gates 62 and 63 are inputted to a signal point arranging circuit 68, and the modulated signal is arranged while making logic levels 0 and 1 correspondent to amplitude levels +1 and -1. The modulated signal passes through low-pass filters 69 and 610, afterwards, an orthogonal carrier provided from a carrier signal generator 614 by frequency mixers 611 and 613 and an in-phase carrier provided by passing this orthogonal carrier through a 90° phase shifter 612 are multiplied, added and synthesized by an adder 615, and a quaternary phase shift keyed (QPSK) spread spectrum transmission waves are provided. In this case, since the provided QPSK wave is equipped with prescribed inhibited phase transition, it does not pass the point of amplitude '0' and the amplitude fluctuation of the modulated wave is small. Therefore, the signal level of a power amplifier in the final step of the modulator can be enlarged, and power efficiency can be improved.



(19)日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11)特許出願公開番号

特開平6-232838

(43)公開日 平成6年(1994)8月19日

(51)Int.Cl.⁵

H 0 4 J 13/00

識別記号

庁内整理番号

A 8949-5K

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数4 OL (全 8 頁)

(21)出願番号 特願平5-18423

(22)出願日 平成5年(1993)2月5日

(71)出願人 000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

(72)発明者 大西 誠

東京都国分寺市東恋ヶ窪1丁目280番地

株式会社日立製作所中央研究所内

(74)代理人 弁理士 小川 勝男

(54)【発明の名称】 スペクトラム拡散送受信機

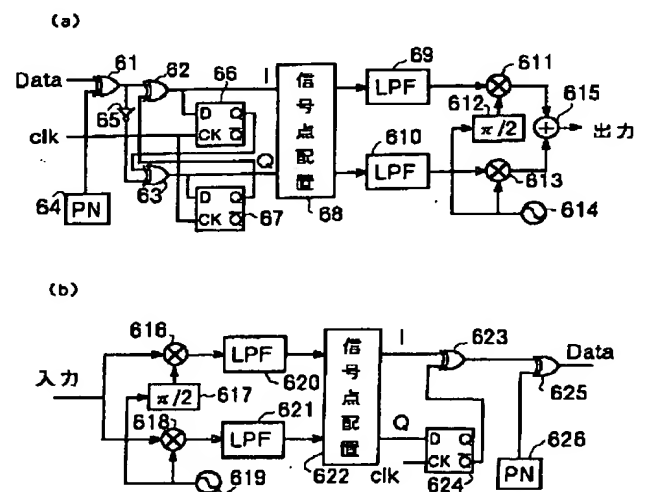
(57)【要約】

【目的】 スペクトラム拡散送信波形の振幅が0とならない様な変調方式を得る。

【構成】 変調にQPSK方式を用い、同相、直交信号成分の両者が同時に遷移を起こさないような拡散方式を用いる。

【効果】 変調波の振幅が0とならないので、変調波信号振幅の変動範囲を狭くする事が出来、送信機の電力増幅器の非線形歪を低く抑えたまま、動作点を大きく取ることが可能となり、電力効率を高め、電源の軽量化、装置の小型化が図れる。

図 6



【特許請求の範囲】

【請求項1】データ信号に拡散符号を掛け合わせ、拡散した前記データ信号によって、搬送波信号を変調するスペクトラム拡散送受信機において、前記搬送波信号の変調を、前記データ信号の変化時点で、変調信号配置の原点を通らない変調方式によって行うことを特徴とするスペクトラム拡散送受信機。

【請求項2】データ信号に拡散符号を掛け合わせ、拡散した前記データ信号によって、搬送波信号を変調するスペクトラム拡散送受信機において、前記データ信号の変化時点で、変調信号配置の原点に対して点対称な位置にある変調信号点の間の信号点遷移が起こり得ない前記データ信号の生成手段を用いることを特徴とするスペクトラム拡散送受信機。

【請求項3】請求項2において、四相位相偏移変調方式を用い、前記データ信号の論理レベルに応じて、変調信号配置の右隣あるいは左隣の信号点に遷移する変調を行うか、または、その逆の方向に遷移する変調を行うように、前記データ信号を生成するスペクトラム拡散送受信機。

【請求項4】請求項2において、同相、直交の二成分を持つデータを、同一の拡散符号を一クロックおきに二分割し、かつ互いに变化時点が元の拡散符号の一クロック分ずれた、二系統の拡散符号によって各々拡散し、二系統のデータ信号によって前記搬送波信号を、四相位相偏移変調するスペクトラム拡散送受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明はスペクトラム拡散送受信機に係り、特に、ディジタル移動無線で用いられるスペクトラム拡散送受信機に関する。

【0002】

【従来の技術】近年、移動通信のチャンネル利用効率を高めるため、ディジタル多重無線方式が検討されている。ディジタル多重通信方式には、周波数分割多重(FDM)、時分割多重(TDM)、符号分割多重(CDM)等がある。CDMは前2者と較べて最近になって登場した方式で、データに符号を掛け、互いに直交する複数の符号の各々にチャンネルを割り当てる方式である。いわゆるスペクトラム拡散と呼ばれる変調方式で、チャンネル利用効率が高い特徴があり、注目されている。

【0003】図1にスペクトラム拡散送受信機の原理の説明図を示す。図で1, 9は排他論理和ゲート、2, 10はスペクトラム拡散用擬似雑音符号発生器、3, 8は低域通過フィルタ、4, 6は周波数混合器、5, 7は搬送波信号発生器である。

【0004】同図(a)はスペクトラム拡散送信機の構成を示す。データ信号は、排他論理和ゲート1によって、擬似雑音符号発生器2から出力される拡散符号と排他論理和を取られ、スペクトラム拡散される。この形式

の拡散方法はDS(直接拡散)方式と呼ばれる。拡散符号として用いられる符号は、M系列符号の様に1チップクロック(拡散符号のクロック)以上遅延させた時の自己相関が殆ど“0”となるような直交性の強い符号が用いられる。スペクトラム拡散された信号は低域通過フィルタ3に入力されて波形整形され、周波数混合器6によって搬送波信号発生器5からの搬送波信号と混合されて変調され、送信波として出力される。この変調は低域通過フィルタ出力の正負によって、搬送波信号の位相が反転される二相位相偏移変調(BPSK)と言われる変調方式である。

【0005】図1(b)に示すスペクトラム拡散受信機では、送信機と逆の操作が行われ、データ復調される。この時、受信側の擬似雑音符号発生器10の出力する拡散符号は、送信側と同期が取れている事が重要である。排他論理和ゲート9により受信信号と、拡散符号との排他論理和を取るとスペクトラム逆拡散が行われ、拡散された信号が復調される。ここで受信側の拡散符号が送信側と同期していないと、逆拡散が行えないので、異なる符号を違うチャンネルに用いることにより、符号多重通信が可能となる。

【0006】スペクトラム拡散方式に関する公知例としては、特開昭60-148245号“スペクトラム拡散通信方式”などがある。

【0007】スペクトラム拡散送信機の変調方式として図1ではBPSKの例に付いて説明した。図1の動作を説明するための変調波形図を図2に示す。データに、それより高速なチップクロックで変化する拡散符号を排他論理和した信号波形を、拡散波形として示す(拡散符号は図2の点線で表されるような信号であり、これがデータ信号と排他論理和を取られて、実線のように変わる)。拡散波形は低域通過フィルタにより波形整形されて、LPF出力で示すような振幅が滑らかに変化する信号となり、さらに搬送波信号と掛算され、変調波信号が得られる。ここで、変調波信号はLPF出力の極性が変わる毎に搬送波の位相が反転する信号となり、また、その度に搬送波の振幅も0となっている事が解る。

【0008】送信機の変調方式としては、このBPSKの他に4種類の搬送波位相を用いる四相位相偏移変調(QPSK)がある。QPSKでは変調信号として、同相成分、直交成分の二つの信号を用い、90°位相のずれた搬送波信号を変調して合成する。スペクトラム拡散方式にQPSKを用いた公知例として、特開平3-76333号“同期復調による通信装置”等に述べられているものがある。この例では、2種類の擬似雑音符号を同相、直交成分に用い、秘話性を向上させている。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】上記従来技術で述べたスペクトラム拡散送受信機に用いられている変調方式では、変調波の振幅が0となる時間が存在する。このよう

に変調波の信号の振幅レベルが大幅に変化する、いわゆる、ダイナミックレンジの広い信号を送信機電力増幅器で増幅するには、非線形歪を避けるため最大出力レベルを小さく抑える必要があり、電力効率が著しく悪くなる。このことは、移動無線機の電源容量の増加を意味し、非常に使いにくい装置となってしまう。

【0010】一方、変調波の振幅が一定になるか、変動してもダイナミックレンジの狭い様な変調方式であれば、送信電力増幅器の非線形性の影響を小さくする事が出来るので、電力効率を改善することが出来る。

【0011】本発明の目的は、スペクトラム拡散送受信機において、変調波の振幅が0とならない様な変調方式を提供し、スペクトラム拡散方式を用いた移動無線機の小形、低消費電力化に寄与することである。

【0012】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために、振幅が0にならない様な変調方式に変形する。

【0013】図3に変調信号配置を示す。BPSK変調の場合には図3(a)に示す様に、同相位相Iと直交位相Qのうち、どちらか一方のみしか用いないので、データ0と1の間で、データが変わると遷移の途中で、振幅0の点(原点)を通過し、この時点で変調波の振幅が0*

$$I = \overline{PN} \oplus D \oplus Q_0 \\ Q = PN \oplus D \oplus I_0$$

【0016】のようになる。これを論理ゲートあるいはプログラム処理により実現すれば良い。

【0017】図5にQPSK変調を用いる場合の、振幅0を禁止する方法を示す。QPSKの場合にはデータI, Qは0, 1の全ての組合せを取るので、図5(a)に示すような全ての遷移が起こり得る。そこで変調波の振幅が0とならないようにI, Qの両方が同時に遷移するのを禁じるには、I, Qの遷移時間をずらせばよい。そこで、図5(b)に示すように拡散符号PNのクロック信号(clock)を2分周し、互いに位相のずれた二つのクロックclk1, clk2を作る。この二相クロックで拡散符号PNをラッチすると、互いに変化時点のずれた二つの拡散符号PN1, PN2が得られる。この符号を用いて、データI, Qを拡散する(各々、排他論理和を取る)と、求めるQPSK変調されたスペクトラム拡散信号が得られる。

【0018】この方法では、拡散データ信号に何等かの制限を加えて、変調信号が振幅0の点を通過するのを防止するものであったが、変調方式そのものが、振幅0点を通らない様な特徴を持つものがある。この様な特徴を持つデジタル変調方式として、OQPSK(オフセットQPSK), CPFSK(位相連続周波数偏移変調), MSK(最小位相偏移変調)などが知られている。これらの変調方式によって、スペクトラム拡散送受信機を構成すれば、容易に変調波形の振幅が0になるのを防止す

*となる。図3(b)に示すQPSKでは、データ(Q, I) = (0, 0), (0, 1), (1, 1), (1, 0)を図の様に配置すると、(0, 0)と(1, 1)の間の遷移、あるいは(0, 1)と(1, 0)の間の遷移がなければ、原点を通らない事がわかる。すなわち、データI, Qの双方が同時に変わらないようにすればよい。

【0014】図4にBPSKの場合の実現方法を示す。BPSK変調方式では、そのままでは図3に示したように振幅0の点を通過するので、変調信号点をQPSKに拡張し、対角点への遷移を生じないようにする。すなわち、図4(a)に示すように、拡散されたデータ(拡散符号とデータを排他論理和した信号)が0ならば右回りに、1ならば左回りに遷移するように定める。こうすると、BPSKの信号をQPSKの信号に配置する事が出来、しかもデータI, Qの両方が同時に変化する遷移を避けることが出来る。遷移の前の変調信号配置を(Q0, I0)、遷移後の配置を(Q, I)として、論理値表を作ると、図4(b)の様になり、これを論理式で表すと

【0015】

【数1】

…(数1)

事が出来る。ところで、これらの方式では、拡散データ信号には何等の制限を加える必要が無い代わりに、受信機側で搬送波再生、クロック再生が若干複雑となる。

【0019】

【作用】本発明のスペクトラム拡散送受信機の構成によれば、変調方式がBPSK変調であっても、擬似的にQPSK変調とし、さらに変調波の振幅が0とならないように変調信号点の遷移を拘束することで、送信機の電力増幅器の非線形性による悪影響を減少させ、送信機の電力効率を改善することが出来る。QPSK変調の場合にも、振幅0点を通過する事が無いので、同様の効果が得られる。

【0020】QPSK変調の場合には、受信側に於ける搬送波再生の位相不確定の問題が起こり、BPSKの場合にはデータの極性反転、QPSKの場合には、極性反転とI, Qデータの交換が生じることがある。この位相不確定を除去する技術として、従来から差動符号化の技術が良く知られており、スペクトラム拡散方式でも、この技術を用いて、容易に対策できる。

【0021】

【実施例】以下、図面を用いて本発明の実施例を説明する。図6は本発明をBPSK変調を用いるスペクトラム拡散送受信機に適用した実施例である。図6(a)は送信機、図6(b)は受信機である。図において、61, 62, 63, 623, 625は排他論理和ゲート、65は

否定論理ゲート、64、626はスペクトラム拡散用擬似雑音符号発生器、66、67、624はDタイプフリップフロップ、68、622は信号点配置回路、69、610、620、621は低域通過フィルタ、611、613、616、618は周波数混合器、612、617は90°移相器、614、619は搬送波信号発生器、615は加算器である。

【0022】図6(a)に示す送信機側では、データ信号が排他論理和ゲート61により、拡散符号発生器64からの信号と排他論理和が取られ、拡散される。拡散データは排他論理和ゲート62に入力されると共に、否定論理ゲート65により論理反転されてから、排他論理和ゲート63に入力される。排他論理和ゲート62、63で、各々、Dタイプフリップフロップ67、66の出力と排他論理和を取り、数1の論理式で表される論理値を求める。ゲート62、63の出力は信号点配置回路68に入力され、論理レベル0、1を振幅レベル+1、-1に対応させ、変調信号配置する。変調信号は低域通過フィルタ69、610に通してから、周波数混合器611、613によって搬送波信号発生器614から得た直交搬送波と、これを90°移相器612に通して得た同相搬送波と掛け合わせ、加算器615で加算合成し、Q*

$$I' = I \oplus \overline{Q_0} \oplus PN = \overline{PN} \oplus D \oplus Q_0 \oplus \overline{Q_0} \oplus PN = D \quad \dots (\text{数 } 2)$$

【0025】で与えられるので、I' = Dとなつて、元のデータ信号となる。数2の代わりに

$$Q' = Q \oplus I_0 \oplus PN = PN \oplus D \oplus I_0 \oplus I_0 \oplus PN = D \quad \dots (\text{数 } 3)$$

【0027】を演算してもQ' = Dとなる。この場合の論理回路も図6(b)と同様な構成で実現できる。

【0028】本発明による他の実施例を図7に示す。図7の実施例はQPSK変調を用いるスペクトラム拡散受信機に本発明を実施したもので、送信機の信号点配置回路から変調器までと、受信機の復調器から信号点配置回路までは、図6の実施例と同一であるので、省略してある。図7において、71、72は排他論理和ゲート、73、74、75はDタイプフリップフロップ、76はスペクトラム拡散用擬似雑音符号発生器である。

【0029】図7の実施例の動作タイムチャートは、図5(b)に示されている。拡散符号発生器76から得られる拡散符号PNの、クロック信号clockをDタイプフリップフロップ73のクロック端子に入力し、フリップフロップ73の反転出力を入力端子に帰還して構成した、Tタイプフリップフロップによって2分周し、元のクロック信号の1/2の周波数のクロック信号clk1、clk2を作成する。clk1、clk2は立ち上がり時点が互いに半周期ずれている。クロック信号clk1、clk2を各々、Dタイプフリップフロップ74、75のクロック信号として入力し、データ入力端子に拡散符号PNを入力すると、図5(b)に示す二系統の拡散符号PN

* PPSK変調したスペクトラム拡散送信波を得る。ここで得られるQPSK波は図4(a)に示す禁止された位相遷移を持つので、振幅0の点を通過することなく、変調波の振幅変動は小さい。従つて変調器最終段の電力増幅器の信号レベルを大きく取ることが出来、電力効率を向上させることが出来る。

【0023】このQPSK変調スペクトラム拡散送信波は、図6(b)の受信機によって復調することが出来る。受信波は周波数混合器616、618によって搬送波信号発生器619と、90°移相器617によって得た復調搬送波と掛け合わされ、低域通過フィルタ620、621によって基底帯域の信号に変換される。さらに信号点配置回路622により、論理レベルの信号に変換され、数1のI、Q信号となる。QはDタイプフリップフロップ624でラッチされ、その反転出力と、Iがゲート623で排他論理和を取られ、さらに、スペクトラム拡散用擬似雑音符号発生器626から得られる拡散符号とゲート625で排他論理和され、出力I'が得られる。出力I'は

【0024】

【数2】

※【0026】

※【数3】

1、PN2が得られる。PN1、PN2は元の拡散符号PNの符号を1ビットおきに抜き出したもので、周期が元の拡散符号の倍になっており、互いに変化時点が半周期ずれている。この二系統の拡散符号PN1、PN2を各々、排他論理和ゲート71、72によってデータI、Qと排他論理和を取り、拡散したデータIs、Qsを得る。

【0030】拡散したデータで、図6(a)に示したQPSK変調器により変調を行うと、QPSK変調を用いたスペクトラム拡散送信機が構成できる。ここで用いた拡散符号はI、Q信号の変化時点が半周期ずれているので、同時に変化することなく、QPSK波の振幅が0となる事はない。従つて、BPSK変調の場合と同様に変調器最終段の電力増幅器の信号レベルを大きく取ることが出来、電力効率を向上させ、消費電力の低減、装置の小型化が可能となる。

【0031】図7の実施例に於ける受信機側の構成は、送信機と全く同一の回路を用いることが出来るので、説明は省略する。

【0032】図8に本発明の他の実施例を示す。図8は変調波形の振幅0点を通らないような変調方式をスペクトラム拡散受信機に適用したもので、変調方式にはM

SKを用いている。図8(a)は送信機、図8(b)は受信機の構成を示す。図において81、82、829、830はスペクトラム拡散用擬似雑音符号発生器、83、84、828、831は排他論理和ゲート、85、86、87、826、827はDタイプフリップフロップ、88、825は信号点配置回路、89、810、822、823は低域通過フィルタ、811、813、817、819、821は周波数混合器、812、820は90°移相器、814は加算器、815は4分周回路、816は搬送波信号発生器、818は帯域通過フィルタ、824は同期回路である。

【0033】図8の実施例では、拡散データについては何等の制限を加える必要が無い。そこで、I、Qデータに独立な拡散符号PN1、PN2を掛算している。I、Qデータはゲート83、84によって、各々拡散符号発生器81、82からの拡散符号PN1、PN2と排他論理和を取られ、Dタイプフリップフロップ86、87にラッチされる。図8(a)の構成要素85から、818まではMSK変調器を構成している。拡散符号のクロック信号fclkはフリップフロップ85による分周器で、互いに半周期ずれた周波数fclk/2のクロックを発生し、各々フリップフロップ86、87に入力される。クロック信号が半周期ずれているので、フリップフロップ86、87の出力も、半周期ずれて変化する。フリップフロップ86、87の出力は信号点配置回路88を経て、振幅レベルに変換されて、変調信号点配置される。さらに低域通過フィルタ89、810によって帯域制限されて、周波数混合器811、812に入力され別途生成された直交搬送波信号を変調する。

【0034】MSK変調の搬送波信号は搬送波信号発生器815からの搬送波信号f_cをfclk/4だけ周波数オフセットする。このため拡散符号のクロック信号fclkを4分周回路815によって4分周し、周波数混合器817で搬送波信号発生器815からの搬送波信号f_cと掛け合わせる。混合器817の出力の中から帯域通過フィルタ818によって、周波数f_c+fclk/4の成分のみを抽出し、90°移相器812によって直交搬送波信号を生成し、周波数混合器811、812に入力する。混合器811、812の出力を加算器814で加算合成し、MSK変調によるスペクトラム拡散送信波形を得る。

【0035】図8(b)に示したスペクトラム拡散受信機の動作は送信機のほぼ逆の処理を行い、図6(b)のQPSKの場合とほぼ同じである。受信信号は周波数混合器819、821により、同期回路824で再生された搬送波信号と混合されて、MSK復調が行われ、低域通過フィルタ822、823により基底帯域信号が取り出される。信号点配置回路825によって逆配置が行われて、論理レベル信号となり、フリップフロップ826、827で同一タイミングでラッチされる。フリップフロップ826、827の出力は、各々、ゲート82

8、831によって、拡散符号発生器829、830から得られる拡散符号PN1、PN2と排他論理和が取られて、逆拡散が行われ、I、Qデータ信号が再生される。

【0036】MSK変調方式では四つの変調信号点を通る円周上を遷移するので、変調波の振幅は一定値となり、振幅変動が生じないという特徴を持っている。従って、スペクトラム拡散送信機の最終電力増幅器における非線形性の問題は完全に回避できる。さらに、この実施例では拡散データには何等の制限も加わらないので、設計の自由度が大きく、I、Qのデータを独立な拡散符号を用いて、スペクトラム拡散する事も出来る。

【0037】以上、本発明を用いて、変調波形の振幅が0とならない変調を行うスペクトラム拡散送受信機を構成する実施例に付いて説明した。実施例では、I、Qデータに対して、1種類の拡散符号を用いる方法を説明したが、各々、別の符号を用いることも可能である。また、変調方式もBPSK、あるいはQPSKに限らず、他の方式に容易に適用する事が出来る。いずれの場合も変調波の振幅が0になる様な変調点間の遷移を禁じるようにすればよい。

【0038】また、変調波形の振幅が0となるような変調方式をスペクトラム拡散送受信機に適用した実施例も示した。この場合には、拡散データには制限条件が無いので、自由に構成することが出来、I、Qデータに対して、独立な拡散符号を用いる事が出来る。

【0039】

【発明の効果】本発明によれば、スペクトラム拡散送受信機における変調方式を、変調信号の振幅が0の点を通過しない様にする事で、変調波信号の振幅変動範囲を狭くすることが出来、送信機の最終電力増幅器の非直線性による波形歪を低く抑えたまま、電力増幅器の動作点を大きいレベルに取ることが可能となり、電力効率を高め、電源容量を小さくすることが出来、ひいては、移動無線機の低消費電力化、小型化、軽量化を可能とすることが出来る。

【図面の簡単な説明】

【図1】スペクトラム拡散送受信機の原理の説明図。

【図2】BPSK変調波の波形図。

【図3】変調信号の位相配置を示す説明図。

【図4】本発明の原理を説明する禁止された遷移を持つ変調位相の配置図。

【図5】位相遷移を時間シフトする方法による本発明の原理の説明図。

【図6】本発明の第一の実施例のブロック図。

【図7】本発明の第二の実施例のブロック図。

【図8】本発明の第三の実施例のブロック図。

【符号の説明】

6、611、613、616、618…周波数混合器、61、62、63、623、625…排他論理和ゲート

ト、64、626…スペクトラム拡散用擬似雑音符号発生器、65…否定論理ゲート、66、67、624…Dタイプフリップフロップ、68、622…信号点配置回*

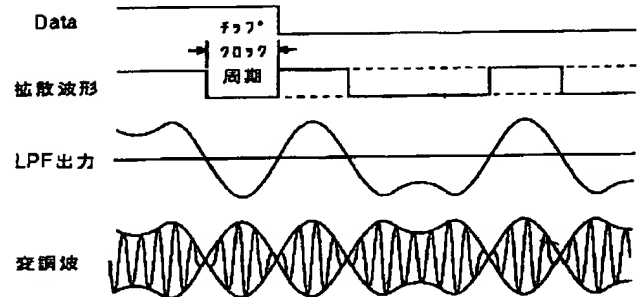
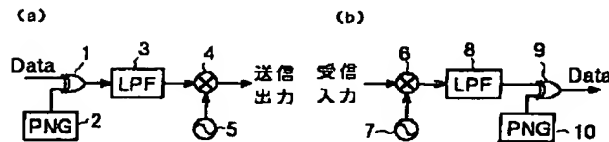
*路、69、610、620、621…低域通過フィルタ、612、617…90°移相器、614、619…搬送波信号発振器、615…加算器。

【図1】

【図2】

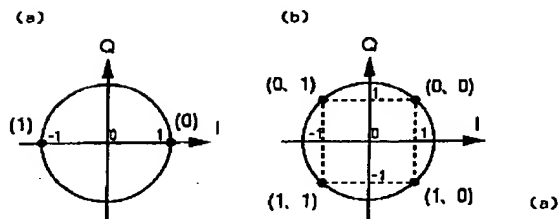
図 1

図 2



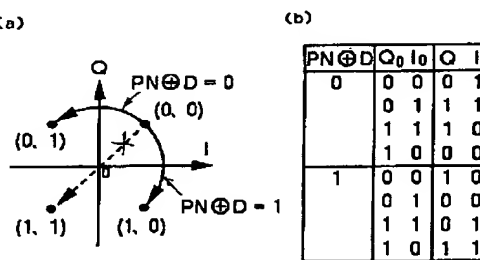
【図3】

図 3



【図4】

図 4



【図5】

【図7】

図 5

図 7

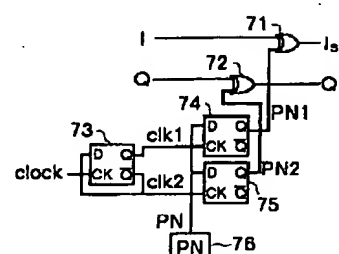
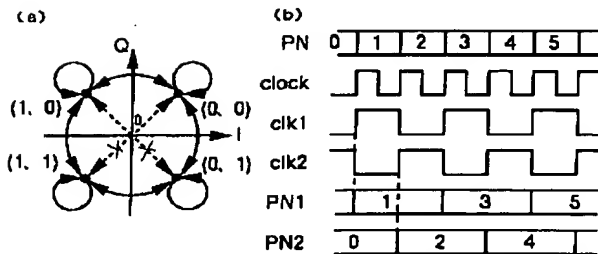
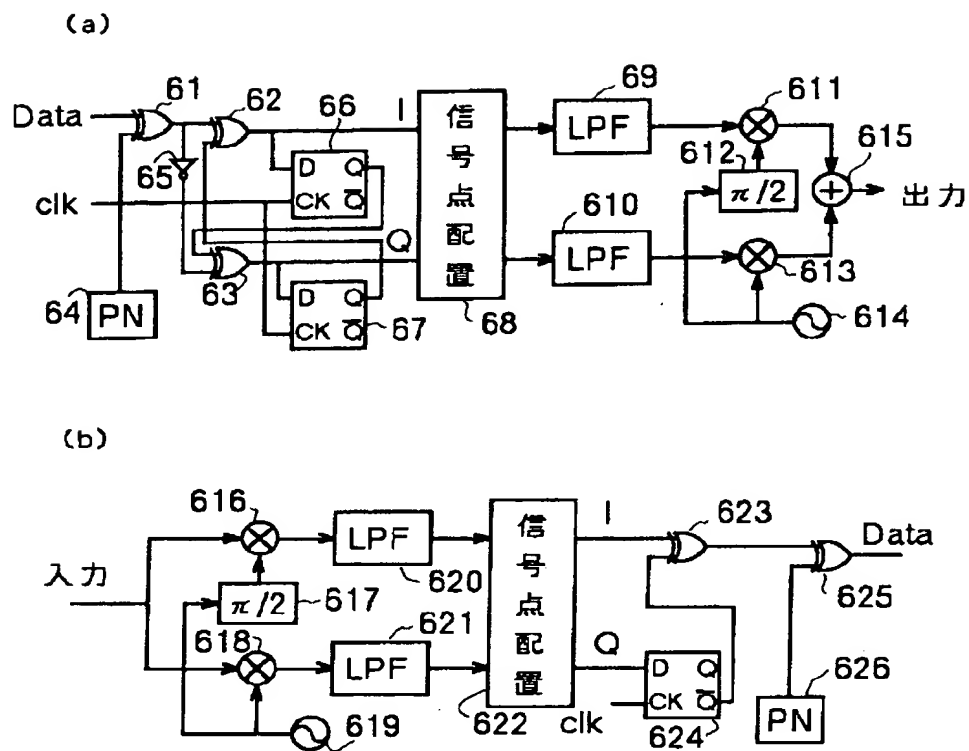


图 6



【図8】

図 8

